

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04L 27/32

H04L 12/00

## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02106244.7

[43] 公开日 2002 年 11 月 20 日

[11] 公开号 CN 1380778A

[22] 申请日 2002.4.8 [21] 申请号 02106244.7

[30] 优先权

[32] 2001.4.9 [33] JP [31] 109679/01

[32] 2001.7.4 [33] JP [31] 203360/01

[32] 2001.8.15 [33] JP [31] 246408/01

[32] 2001.10.17 [33] JP [31] 319610/01

[71] 申请人 日本电信电话株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 杉山隆利 浅井裕介 黑崎聰

梅比良正弘 内田大诚

铃木康夫

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

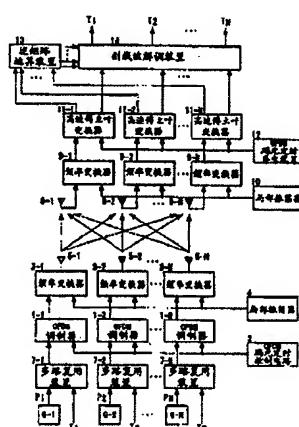
代理人 刘宗杰 叶恺东

权利要求书 13 页 说明书 68 页 附图 38 页

[54] 发明名称 OFDM 信号传输系统、OFDM 信号发送装置及 OFDM 信号接收装置

[57] 摘要

由在宽带移动通信等领域中使用的 OFDM 信号传输系统在严重的频率选择性衰落环境下以高的质量完成稳定的动作。是一种从 N 个发送天线发送同一无线电频率的 OFDM 信号的 OFDM 信号传输系统，该 OFDM 信号传输系统，备有计算将 N 个发送天线的每一个与 N 个接收天线的每一个之间的各信号传递路径的传递系数作为分量的  $N \times N$  矩阵的逆矩阵的逆矩阵运算装置、及根据所求得的逆矩阵将各信号传递路径的信号分离的副载波解调装置。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

## OFDM 信号传输系统、OFDM 信号发送装置及 OFDM 信号接收装置

## 技术领域

5 本发明涉及在宽带移动通信等领域中使用的将发送信号分割为相互正交的副载波群而进行多载波传输的正交频分多路复用 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号传输系统，更详细地说，涉及在多径衰落环境下利用多个发送天线和多个接收天线获得飞跃提高的频率利用效率同时采用了能以高的质量进行大容量  
 10 高速信号传输的空分多路复用 (SDM: Space Division Multiplexing) 方式或正交偏振分割多路复用 (PDM: Polarization Division Multiplexing) 方式的 OFDM 信号传输系统。

## 背景技术

15 例如，在宽带移动通信中，由于可利用的频带受到限制，为了适应常规的多媒体，在获得与固定微波通信同等的频率利用效率的同时，还必须克服严重的频率选择性衰落，并实现高质量的传输。

20 为了用受到限制的频带实现大容量的高速移动通信，提出了如下的方法。即，利用多个发送天线和多个接收天线构成 MIMO (Multiple Input Multiple Output: 多输入多输出) 信道，并在发送侧用同一频率通过多个信道进行发送，在接收侧利用均衡器和干扰消除器将各信道分离，从而达到扩容的目的。

25 当在发送侧使用  $N$  个发送天线、在接收侧使用  $M$  个 ( $M > N$ ) 接收天线时，在所形成的 MIMO 瑞利衰落 (Rayleigh fading) 信道中，香农 (Shannon) 电容极限值，由下式给出。

25

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I + \frac{\rho}{N} H \cdot H^* \right) \right] \dots \quad (1)$$

30 式中， $H$  为  $M \times N$  矩阵，其元素 ( $i, j$ ) 是第  $i$  发送天线与第  $j$  接收天线之间的传递函数。此外， $I$  为  $M \times N$  固有值矩阵， $\rho$  为平均 SNR (信噪比)。而  $\det$  表示 determinant (行列式)， $*$  表示共轭复数。  
 30 当  $M=N$  时，电容的下限，由下式给出。

$$C = \sum_{k=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \chi^2_{2k} \right) \dots \quad (2)$$

式中,  $\chi^2_{2k}$  表示  $k$  次的分集效应。即, 在 MIMO 信道中, 电容为单一信道的  $N$  倍。因此, 在 MIMO 信道中如能理想地消除干扰, 则在宽带 5 移动通信中即可实现大容量的高速传输。

在图 37 中示出该 MIMO 信道中的现有的发送接收装置的结构例。这是一个采用了  $N$  个发送天线 1110-1 ~ 1110-N 及  $N$  个接收天线 1111-1 ~ 1111-N 的进行时空均衡的发送接收装置的结构例, 在发送侧, 10 发送信息由编码器 1101-1 ~ 1101-N 进行编码, 由交错器 1102-1 ~ 1102-N 进行交错处理, 并在分配于  $N$  个调制器 1103-1 ~ 1103-N 后发送。

另一方面, 在接收侧配置着  $N-1$  个干扰消除器 1114-1 ~ 1114-( $N-1$ ) 及  $N$  个均衡器 1115-1 ~ 1115-N。接收天线 1111-1 的接收信号, 首先由均衡器 1115-1 进行均衡, 然后由反交错器 1116-1 进行反交错处理, 并输入到译码器 1118-1。在译码器 1118-1 中, 进行与编码器 1101-1 中的编码对应的译码。 15

通过求取译码器 1118-1 的输出与反交错器 1116-1 的输出的差分, 抽出干扰分量。该干扰分量, 输入到交错器 1117-1, 其输出作为控制信息反馈到均衡器 1115-1。另一方面, 将交错器 1117-1 的输出即干扰分量与均衡器 1115-1 的输出相减后, 再次输入到反交错器 1116-1。 20

通过上述的反复处理, 提高了译码器 1118-1 的输出可靠性。在接收天线 1111-1 上, 将来自  $N$  个发送天线 1110-1 ~ 1110-N 的  $N$  个发送信号全部合成后接收。在干扰消除器 1114-1 中, 从将  $N$  个发送信号全部合成后的接收天线 1111-1 的接收信号减去译码器 1118-1 的输出。 25

按照这种方式, 可以将由发送天线 1110-1 发送出的信号从由接收天线 1111-1 接收到的信号中除去, 从而形成将发送天线 1110-2 ~ 1110-N 的 ( $N-1$ ) 个发送信号合成后的信号。该信号, 输入到下一个 30 均衡器 1115-2。在均衡器 1115-2 中, 与均衡器 1115-1 的系统中

线并按每个天线连接的使用同一无线电频率的 N 个 OFDM 信号发送装置及备有 N 个接收天线并按每个天线连接的使用同一无线电频率的 N 个 OFDM 信号接收装置构成。

以下，详细说明图 1 所示的实施形态的结构及动作。在本实施形态中，与 N 个发送天线 5-1-5-N 对应地配置 N 个 OFDM 调制器 1-1-1-N。在 OFDM 调制器 1-1-1-N 中，进行副载波的调制及傅里叶逆变换。从 OFDM 码元定时控制电路 2 向这些 OFDM 调制器 1-1-1-N 供给共用的 OFDM 码元定时。

发送信息信号  $T_1 \sim T_N$ ，与各 OFDM 调制器 1-1-1-N 相对应，并 10 分别由多路复用装置 7-1-7-N 将其与从产生已知导频信号  $P_1$ 、 $P_2$ 、…、 $P_N$  的导频信号发生装置 6-1-6-N 输入的导频信号  $P_1 \sim P_N$  在时间轴上进行多路复用。该多路复用的信号，分别输入到各 OFDM 调制器 1-1-1-N。

导频信号  $P_i$  ( $i=1 \sim N$ )，用于测定发送天线 5-i 与接收天线 8-1-8-N 之间的传递系数。将这些导频信号与发送信号多路复用，并分别输入到 N 个 OFDM 调制器 1-1-1-N。这些 OFDM 调制器 1-1-1-N，全都必须按共用的 OFDM 码元定时进行动作，所以将共用的 OFDM 码元定时从 OFDM 码元定时控制电路 2 供给所有的 OFDM 调制器 1-1-1-N。

20 OFDM 调制器 1-1-1-N 的调制输出，输入到用于变换为无线电频率的频率变换器 3-1-3-N。这些频率变换器 3-1-3-N，由局部振荡器 4 供给共用的局部振荡信号。按照这种结构，由于可以从发送天线 5-1-5-N 发送同一频率的 OFDM 信号，所以所发送的 OFDM 信号的相位噪声及频率变化完全相同。因此，各接收天线 8-1-8-N，以 25 同一频率接收来自发送天线 5-1-5-N 的 OFDM 信号。

另一方面，在 OFDM 信号接收装置中，也从局部振荡器 10 向频率变换器 9-1-9-N 供给共用的局部振荡信号，所以，所接收的 OFDM 信号的相位噪声及频率变化完全相同。因此，各发送 OFDM 信号具有共同的频率变化，所以很容易进行各副载波之间的干扰消除及同步检波。

由频率变换器 3-1-3-N 进行了频率变换的 OFDM 信号，分别输入到发送天线 5-1-5-N，并向 OFDM 信号接收装置发送。在 OFDM 信

号接收装置中，从发送天线 5-1-5-N 发送到的 N 个 OFDM 信号作为在空间相加后的信号，分别由各接收天线 8-1-8-N 接收。

接收到的信号，由频率变换器 9-1-9-N 将频率变换为适合于解调的频率，并由高速傅里叶变换器 11-1-11-N 进行傅里叶变换。这里，进行傅里叶变换的 OFDM 信号的 OFDM 码元定时，从 OFDM 码元定时再生装置 12 供给，并且全部是公用的。

关于 OFDM 码元定时再生装置 12 的实现方法，可以举出通过另外输出用于码元定时再生的特别的前导码而对 OFDM 码元定时进行再生等各种方法。在图 2 中示出从发送天线 5-1-5-N 发送的 OFDM 调制信号的例。在图 2 的例中，为简单起见，导频信号  $P_1, P_2, \dots, P_N$ ，以使其在时间轴上互不重叠的方式发送。

另一方面，由发送信息信号  $T_1 \sim T_N$  调制后的 OFDM 信号，在时间轴上重叠发送。导频信号  $P_1, P_2, \dots, P_N$ ，用于测知从发送天线 5-1-5-N 到接收天线 8-1-8-N 的传递函数。一般来说，作为导频信号  $P_1 \sim P_N$ ，如假定各副载波的振幅完全相同，则可以按每个副载波、每个接收天线的系统进行相同的处理，所以，可以很容易进行信号处理。

当采用这种导频信号时，OFDM 信号的各副载波，在 OFDM 码元内是振幅一定、相位一定的信号，所以，从发送天线 5-i 到接收天线 8-j 的传递函数可以按如下方式求得。

从发送天线 5-i 发送的导频信号  $P_i$ ，由接收天线 8-1-8-N 接收。该接收到的导频信号，由频率变换器 9-1-9-N 进行了频率变换后，传送到 N 个高速傅里叶变换器 11-1-11-N。

在高速傅里叶变换器 11-1-11-N 中，将接受导频信号按每个副载波分离。通过检测该各接收副载波信号的振幅和相位，可以按复数测定每个副载波的传递函数。

从发送天线 5-i 发送并由接收天线 8-j 接收的副载波的传递函数，可以按复数  $s_{i,j}$  求得。这里，将该每个副载波的传递函数即复数  $s_{i,j}$  称作传递系数。

如假定 OFDM 信号的副载波数为 M，则从发送天线 5-i 到接收天线 8-j 的传递函数，用每个副载波的复数  $s_{i,j}$  的组、即 M 个复数  $s_{i,j}$  表示。该传递函数，仅按发送天线数 N 与接收天线数 N 的乘积 ( $N \times N$ ) 求得。

即，可以由  $(M \times N \times N)$  个复数求得所有发送天线  $5-1 \sim 5-N$  与接收天线  $8-1 \sim 8-N$  的组合的传递函数。

这里，着眼于某一个副载波，并用  $(t_1, t_2, \dots, t_N)$  表示来自发送天线  $5-1 \sim 5-N$  的发送信号，用  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$  表示由接收天线  $8-1 \sim 8-N$  接收的接收信号。

当根据发送天线  $5-1 \sim 5-N$  与接收天线  $8-1 \sim 8-N$  的组合并以矩阵  $S_i$  表示第  $i$  副载波的传递系数时，可以表示为  $(N \times N)$  元素的矩阵。该矩阵  $S_i$  由下式给出。

$$S_i = \begin{pmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & \cdots & S_{1,N-1} & S_{1,N} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & \cdots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdots & \cdot & \cdot \\ S_{N-1,1} & \cdots & \cdots & \cdot & S_{N-1,N} \\ S_{N,1} & \cdots & \cdots & S_{N,N-1} & S_{N,N} \end{pmatrix} \dots \quad (3)$$

10

当着眼于第  $i$  副载波时，由接收天线  $8-1 \sim 8-N$  接收的接收信号  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$ ，用由发送天线  $5-1 \sim 5-N$  发送的发送信号  $(t_1, t_2, \dots, t_N)$  和矩阵  $S_i$  按下式表示。

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ r_N \end{pmatrix} = S_i \cdot \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ t_N \end{pmatrix} \dots \quad (4)$$

15

在接收天线  $8-1 \sim 8-N$  上，由于重叠地接收从发送天线  $5-1 \sim 5-N$  发送到的 OFDM 信号，为了对其进行调制，就必须将原来的发送信号  $(t_1, t_2, \dots, t_N)$  从接收信号  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$  复原。为了从接收信号  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$  复原发送信号  $(t_1, t_2, \dots, t_N)$ ，只需按每个副载波计算  $S_i$  的逆矩阵  $S_i^{-1}$  并按每个副载波进行下式的运算即可。

2、...、N) 之间的传递函数为  $S_{11}^i$ 、发送天线与接收天线的传递函数为  $(N \times N)$  的副载波传递函数矩阵  $S^i$ ，并以与上述的形式相同的式 (6) 表示。

$$S^i = \begin{pmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i & \cdots & S_{1N}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i & \cdots & S_{2N}^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1}^i & S_{N2}^i & \cdots & S_{NN}^i \end{pmatrix} \cdots (6)$$

5

作为一例，当考虑只由 N 个天线中的天线 n (1 < n < N) 发送导频信号而其余天线不发送导频信号的情况下，根据式 (7)、式 (8) 的运算，使传递函数只求得 n 行的所有分量。

$$(0 \cdots 0 \ P_n^i \ 0 \cdots 0) \cdot \begin{pmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i & \cdots & S_{1N}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i & \cdots & S_{2N}^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1}^i & S_{N2}^i & \cdots & S_{NN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_n^i S_{n1}^i \\ P_n^i S_{n2}^i \\ \vdots \\ P_n^i S_{nN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_n^i \\ r_n^i \\ \vdots \\ r_n^i \end{pmatrix} \cdots (7)$$

10

$$\begin{pmatrix} S_{n1}^i \\ S_{n2}^i \\ \vdots \\ S_{nN}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_n^i / P_n^i \\ r_n^i / P_n^i \\ \vdots \\ r_n^i / P_n^i \end{pmatrix} \cdots (8)$$

在进行 1 次上述操作后，进行发送天线 n 与所有天线之间的 N 个传递系数的估计。当发送天线、接收天线都是 N 个时，天线间的通信路径的种类有  $N \times N$  种。为了对所有通信路径进行传递函数的估计，可以将只由一个天线发送导频信号而其余所有天线不发送信号的模式反复进行 N 次。

因此，按照本实施形态，仅通过  $((r_{11}^i, r_{12}^i, \dots, r_{1N}^i) \times S_i^{-1})$  的运算，即可按每个载波求得用于消除干扰的传递函数  $s_i$ ，因而可以消除信道间的干扰，并能将  $(t_{11}^i, t_{12}^i, \dots, t_{1N}^i)$  复原，同时进行解调。

另外，如上所述，在本实施形态中，无需进行均衡器的复杂信号处理，并且，不进行反馈控制，而是进行所谓的前馈控制，所以，即使在严重的多径衰落环境中，也可以实现稳定的动作。

另外，当估计传递函数的逆矩阵时，采用已知的导频信号，所以，5 与通过跟踪进行估计时相比，可以提高估计速度，因此非常适用于像无线 LAN 及 PDC (Personal Digital Cellular: 个人数字蜂窝式) 通信网络那样的对信号进行瞬时再生的用途。

另外，在以上的说明中，说明了从备有 OFDM 发送装置的设备（图 10 1 的下侧）向备有 OFDM 接收装置的设备（图 1 的上侧）进行发送时的情况，但当从后者的设备向前者的设备发送时，也进行完全相同15 的动作。就是说，与 OFDM 信号的发送接收有关的结构，在所有设备中是对称的，前者的设备及后者的设备，双方都备有 OFDM 发送装置及 OFDM 接收装置。对这种情况并没有特别的限制，在以后说明的实施形态中也是一样。

### 15 (第 2 实施形态)

以下，用图 3 说明本发明的第 2 实施形态。为了改善与衰落对应的特性，一般使 OFDM 与纠错及交错组合使用。组合了纠错及交错的实施形态，示于图 3。

在图 3 中，发送信息信号  $T_1 \sim T_N$ ，在由纠错编码器 15-1~15-N 20 进行纠错编码后，由交错器 16-1~16-N 沿副载波方向、即频率轴方向进行交错处理。这是为避免出现与某个频率附近的电平降落（下陷）对应的连续差错从而获得高的纠错编码增益而进行的。

在接收侧，解调输出，由反交错器 17-1~17-N 进行与发送侧的交错相反的操作即反交错，然后，由纠错译码器 18-1~18-N 进行译25 码。

本实施形态，是第 1 实施形态的变形例，包含着与第 1 实施形态相同的构成要素。除上述以外的构成要素，因与第 1 实施形态相同，所以将其说明省略。

### (第 3 实施形态)

在图 3 的结构中，如果是延迟较长的衰落（参照图 4B），则由于30 不产生连续差错因而可以得到良好的特性，但如果是短延迟的衰落时，如图 4A 所示，由于在频率轴上的衰落周期延长，所以在该部分很

